

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 04-172966

(43)Date of publication of application : 19.06.1992

(51)Int.Cl.

H02M 3/28

(21)Application number : 02-298291

(71)Applicant : NEMITSUKU RAMUDA KK

(22)Date of filing : 02.11.1990

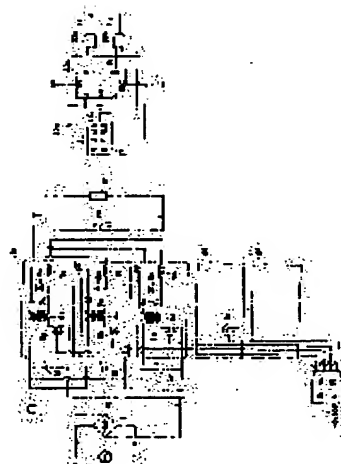
(72)Inventor : NAGASAWA YASUO

## (54) SWITCHING POWER SUPPLY

## (57)Abstract:

PURPOSE: To suppress ripple in the output current from an inverter and to reduce the size and the cost by feeding drive signals, with predetermined phase angle, to respective switching elements connected in series with the primary winding of a transformer every time when a pulse is outputted from a reference signal generating circuit.

CONSTITUTION: An oscillation circuit 10a outputs driving signals D1, D2, having phase difference of  $180^\circ$ , from the output terminals of AND gates 23a, 23b. When two inverters 6a, 6b are operated in parallel, the oscillation circuit 10a delivers the driving signals D1, D2 having phase difference of  $180^\circ$  to switching elements 5a, 5b thus inducing voltages alternatively in the secondary windings of transformers 4a, 4b. Since output currents from the secondary windings of the transformers 4a, 4b are not fed concurrently to a smoothing capacitor 11 and a load 12, ripple current are not superposed for respective inverters 6a, 6b.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A) 平4-172966

⑮ Int. Cl.<sup>5</sup>  
H 02 M 3/28

識別記号 庁内整理番号  
W 7829-5H

⑬ 公開 平成4年(1992)6月19日

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全7頁)

⑭ 発明の名称 スイッチング電源装置

⑯ 特 願 平2-298291

⑰ 出 願 平2(1990)11月2日

⑱ 発 明 者 長 澤 康 夫 東京都品川区東五反田1丁目11番15号 ネミック・ラムダ株式会社内

⑲ 出 願 人 ネミック・ラムダ株式会社 東京都品川区東五反田1丁目11番15号

⑳ 代 理 人 弁理士 牛 木 護

明 細 書

1. 発明の名称

スイッチング電源装置

2. 特許請求の範囲

トランスの一次巻線にスイッチング素子が直列接続されたn個のインバータを並列接続し、前記スイッチング素子に発振回路からの駆動信号を供給して前記各トランスの二次巻線に誘起された電圧を整流回路及び平滑コンデンサにより整流平滑して出力端子間に安定した直流電圧を出力するスイッチング電源装置において、前記発振回路は一定周期のパルスを出力する基準信号発生回路にフリップフロップ及びゲート回路を接続し、前記基準信号発生回路からパルスが出力される毎に前記駆動信号を前記各スイッチング素子に $360^\circ/n$ の位相差を有して供給することを特徴とするスイッチング電源装置。

3. 発明の詳細な説明

[産業上の利用分野]

本発明は大電力出力用としてインバータを複数台並列接続するスイッチング電源装置に関する。

[従来の技術]

一般に、この種のスイッチング電源装置は第6図に示すように、商用電源1をダイオードブリッジ等の入力整流回路2により整流し、この整流された直流入力電圧 $V_i$ を平滑コンデンサ3aにより平滑して、入力整流回路2の出力両端にトランス4aとMOS型FETからなるスイッチング素子5aとの直列回路を接続してなるインバータ6aに印加する。このインバータ6aはトランス4aの二次巻線に接続された整流ダイオード7a、フライホイールダイオード8a及びチョークコイル9aを有しており、発振回路10から出力される駆動信号に基づいてスイッチング素子5a

がオン、オフ動作を行うことによって、トランス 4 a の二次巻線から誘起された電圧が整流ダイオード 7 a 及びフライホイールダイオード 8 a により整流され、この整流された電圧がチョークコイル 9 a 及びインバータ 6 a の出力両端に接続される平滑コンデンサ 11 a によって平滑されることにより、出力端子 +V、-V を介して負荷 12 に直流出力電圧  $V_o$  を供給している。

このインバータ 6 a は負荷 12 の消費電力が大きくて一台では対応しきれない場合、負荷 12 に対して複数個並列運転することが多い。これは第 6 図に示すように、 $n$  個のインバータ 6 a、6 b、6 c... 6 n の各入力及び各出力両端に平滑コンデンサ 3 a、3 b、3 c... と平滑コンデンサ 11 a、11 b、11 c... とをそれぞれ挿入接続して直流入力電圧  $V_i$  ライン間及び直流出力電圧  $V_o$  ライン間に並列接続したものであり、これによって発振回路 10 から同一の駆動信号を各インバータ 6 a、6 b、

6 c... 6 n のスイッチング素子 5 a、5 b、5 c... に供給するいわゆる共通発振方式によって、各スイッチング素子 5 a、5 b、5 c... を同一動作させることにより、各インバータ 6 a、6 b、6 c... 6 n からの直流出力電圧  $V_o$  が負荷 12 に出力され、この負荷 12 に大電力を供給することが可能となる。

[ 発明が解決しようとする課題 ]

上記従来技術においては、各インバータ 6 a、6 b、6 c... 6 n のスイッチング素子 5 a、5 b、5 c... に対し同位相の駆動信号が印加されるため、各トランス 4 a、4 b、4 c... の二次巻線から負荷 12 に供給される出力電流が同時に集中して流れてリップル電流が増大し、スイッチング素子 5 a、5 b、5 c... のオン、オフ動作に応じて直流出力電圧  $V_o$  の変動が大きくなるだけでなく、このリップル電流を低減させるためには出力端子 +V、-V 間に大容量の平滑コンデンサが必要となり、各インバータ 6 a、6 b、6 c... 6 n の各出

カライン間ごとに平滑コンデンサ 11 a、11 b、11 c... を接続しなければならないため、スイッチング電源装置の部品点数が増加して小型化及び低コスト化を図ることができないといった問題を有していた。

そこで本発明は、各インバータの出力から発生するリップル電流を低減させ、出力側の平滑コンデンサの容量を小さくすることができるスイッチング電源装置を提供することを目的とする。

[ 課題を解決するための手段 ]

本発明はトランスの一次巻線にスイッチング素子が直列接続された  $n$  個のインバータを並列接続し、前記スイッチング素子に発振回路からの駆動信号を供給して前記各トランスの二次巻線に誘起された電圧を整流回路及び平滑コンデンサにより整流平滑して出力端子間に安定した直流電圧を出力するスイッチング電源装置において、前記発振回路は一定周期のパルスを出力する基準信号発生回路にフ

リップフロップ及びゲート回路を接続し、前記基準信号発生回路からパルスが出力される毎に前記駆動信号を前記各スイッチング素子に  $360^\circ / n$  の位相差を有して供給するものである。

[ 作 用 ]

上記構成によって、発振回路では基準信号発生回路からの出力信号をフリップフロップ及びゲート回路の組み合わせによって、 $n$  個のインバータに対して  $360^\circ / n$  の位相差を有する駆動信号にして各スイッチング素子に供給することで、この駆動信号に基づいてトランスの二次巻線には順次電圧が誘起されて、各インバータ毎の出力電流が別々の時間に平滑コンデンサに流れる。

[ 実施例 ]

以下、本発明の各実施例を添付図面を参照して説明する。

第 1 図は本発明の実施例を示すスイッチング電源装置であり、第 6 図と同一部分に同一

特開平4-172966(3)

符号を付し、同一箇所の説明は省略する。

第1図に示すように、発振回路10aからはn個の並列接続されたインバータ6a, 6b, 6c...6nの各スイッチング素子5a, 5b, 5c, 5d...に対してそれぞれ $360^\circ/n$ の位相のずれを有する駆動信号を出力するとともに、出力端子+V, -V間には各インバータ6a, 6b, 6c...6nにおいて、整流ダイオード7a, 7b, 7c...及びフライホイールダイオード8a, 8b, 8c...によって整流されたトランスからの出力電圧を共通に平滑する平滑コンデンサ11を挿入接続するように構成される。

第2図は2個のインバータ6a, 6bが並列接続された場合の発振回路10aを示しており、一定周期のパルスを出力する基準信号発生回路21の出力信号 $S_1$ をフリップフロップ22aのクロック入力端子CK及び各アンドゲート23a, 23bの一方の入力端子に供給するとともに、このフリップフロップ22aを駆動

させるための基準電圧Vccをフリップフロップ22aの電源供給端子Vcc、入力端子J及び入力端子Kにそれぞれ印加する。そして、基準信号発生回路21からの出力信号 $S_1$ に基づいて、フリップフロップ22aの非反転入力端子Q及び反転入力端子 $\bar{Q}$ からそれぞれ出力信号 $S_2$ ,  $S_3$ がアンドゲート23a, 23bの他方の入力端子に供給されることにより、この各アンドゲート23a, 23bの出力端子からインバータ6a, 6bのスイッチング素子5a, 5bに $180^\circ$ の位相を有する駆動信号 $D_1$ ,  $D_2$ が出力される。

次に上記構成につき、その作用を説明する。

電源を投入すると、商用電源1からの交流電源電圧が入力整流回路2により整流され、この整流された直流入力電圧Viが平滑コンデンサ3a, 3bを介してインバータ6a, 6bのトランス4a, 4bに印加される。

発振回路10aにおいては、第3図のタイムチャートに示すように、フリップフロップ22

aの入力端子J及び入力端子Kは共にHレベルのため、基準信号発生回路21から出力される出力信号がHレベルに立上ってフリップフロップ22aのクロック入力端子CKに印加されると、その瞬間に出力端子Qからの出力信号 $S_2$ はHレベルになるとともに、出力端子 $\bar{Q}$ からの出力信号 $S_3$ はLレベルとなる。このフリップフロップ22aは次に基準信号発生回路21からの出力信号 $S_1$ が再びLレベルからHレベルに立上るまで、出力端子Q,  $\bar{Q}$ をそれまでの状態に保持するとともに、この出力信号 $S_1$ がHレベルに立上った瞬間に各出力端子Q,  $\bar{Q}$ はそれまでの状態を反転させるため、出力信号 $S_2$ がHレベルに立上るごとに、出力信号 $S_2$ ,  $S_3$ は互いに反転状態を保ちながらLレベル又はHレベルに切り換わって各アンドゲート23a, 23bに出力される。そして、出力信号 $S_1$ 及び出力信号 $S_2$ が共にHレベルの場合にはアンドゲート23aからの駆動信号 $D_1$ はHレベルとなり、出力

信号 $S_1$ 及び出力信号 $S_3$ が共にHレベルの場合にはアンドゲート23bからの駆動信号 $D_2$ はHレベルとなるため、駆動信号 $D_1$ と駆動信号 $D_2$ とは基準信号発生回路21からの出力信号 $S_1$ に応じて、 $180^\circ$ の位相差を有するように出力されて各インバータ6a, 6bのスイッチング素子5a, 5bに供給される。

このため、直流入力電圧Viをそれぞれ位相の異なる駆動信号 $D_1$ ,  $D_2$ に基づき、スイッチング素子5a, 5bによりスイッチングして交互にトランス4a, 4bの一次巻線に印加することによって、トランス4a, 4bの二次巻線に誘起された電圧をそれぞれ整流ダイオード7a, 7b及びフライホイールダイオード8a, 8bによって整流する。この整流された電圧を各チョークコイル9a, 9bと1個の平滑コンデンサ11により平滑して負荷12に出力直流電圧Voを供給することにより、各インバータ6a, 6b毎の出力電

流が別々の時間に平滑コンデンサ11に流れ込む。

このように、本実施例においては、2個のインバータ6a、6bを並列運転させる場合、発振回路10aから各インバータ6a、6bのスイッチング素子5a、5bに $360^\circ / 2$ 個 $=180^\circ$ の位相差を有する駆動信号D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>を供給することによって、トランス4a、4bの二次巻線は交互に電圧が誘起される。このトランス4a、4bの二次巻線からの出力電流は平滑コンデンサ11及び負荷12に同時に流れることがないため、リアル電流が各インバータ6a、6bごとに重畳されなくなつて大巾に低減されるだけでなく、このリアル電流の減少により出力端子+V、-V間には大容量の平滑コンデンサは不要となるため、この出力端子+V、-V間に1個のインバータで必要とする容量の平滑コンデンサ11を接続するだけでよく、スイッチング電源装置の部品点数を削減して、小型化及び低コスト化

を図ることが可能となる。

さらに、例えば各スイッチング素子5a、5bに供給する駆動信号D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>のスイッチング周波数を100kHzにする場合には、基準信号発生回路21からの出力信号S<sub>1</sub>を200kHzにすればよい。個々のインバータ6a、6bは100kHzの駆動信号D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>によってスイッチング動作するが、スイッチング電源装置自体は基準信号発生回路21からの200kHzの出力信号S<sub>1</sub>によって同期されるため、各インバータ6a、6b間の差周波数によるビートの発生が起らなくなり周辺機器に悪影響を及ぼす虞れがなくなる。

第4図は、本発明の他の実施例を示し、第1図において4個のインバータ6a、6b、6c、6dが並列接続された場合の発振回路10bを示し、第2図と同一部分に同一符号を付し同一箇所の説明は省略する。

この実施例においては、アンドゲート23a

の出力端子から、フリップフロップ22bのクロック入力端子CK及び各アンドゲート23c、23dの一方の入力端子に出力信号S<sub>1</sub>を供給し、アンドゲート23bの出力端子からフリップフロップ22cのクロック入力端子CK及び各アンドゲート23e、23fの一方の入力端子に出力信号S<sub>2</sub>を供給して、それぞれのフリップフロップ22b、22cの電源供給端子V<sub>cc</sub>、入力端子J及び入力端子Kに基準電圧V<sub>cc</sub>を供給する。そして、前記フリップフロップ22bの出力端子Q及び出力端子Q<sub>1</sub>から、それぞれ各アンドゲート23c、23dの他方の入力端子に出力信号S<sub>3</sub>、S<sub>4</sub>を供給して、この各アンドゲート23c、23dの出力端子からインバータ6a、6bのスイッチング素子5a、5bに駆動信号D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>を出力するとともに、フリップフロップ22cの出力端子Q及び出力端子Q<sub>1</sub>からそれぞれ各アンドゲート23e、23fの他方の入力端子に出力信号S<sub>5</sub>、S<sub>6</sub>を供給して、このアンドゲート23e、23fの

出力端子から各インバータ6c、6dのスイッチング素子5c、5dに駆動信号D<sub>3</sub>、D<sub>4</sub>を出力するように構成される。

発振回路10bでは第5図のタイムチャートに示すように、基準信号発生回路21からの出力信号S<sub>1</sub>のバース毎にアンドゲート23a、23bから180°の位相差を有する出力信号S<sub>3</sub>、S<sub>4</sub>が、各フリップフロップ22b、22cのクロック入力端子CKに供給される。このフリップフロップ22b、22cは、出力信号S<sub>3</sub>、S<sub>4</sub>がLレベルからHレベルに立上るまで出力端子Q、Q<sub>1</sub>の状態を保持するとともに、この出力信号S<sub>3</sub>、S<sub>4</sub>がHレベルに立上った瞬間に出力端子Q、Q<sub>1</sub>の状態を切り換えて、出力信号S<sub>5</sub>、S<sub>6</sub>及び出力信号S<sub>3</sub>、S<sub>4</sub>は互いに反転状態を保ちながら各アンドゲート23c、23d及び各アンドゲート23e、23fに出力される。これによって、先ず出力信号S<sub>3</sub>、S<sub>4</sub>が共にHレベルとなってアンドゲート23cから駆動信号D<sub>1</sub>が出力され、

その後出力信号  $S_1$ 、 $S_2$ 、出力信号  $S_4$ 、 $S_5$ 、出力信号  $S_3$ 、 $S_6$  が順次共に H レベルとなって、各アンドゲート 23c、23d、23e、23f から駆動信号  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$ 、 $D_4$  の順にそれぞれ  $360^\circ / 4 \text{ 個} = 90^\circ$  の位相差を有して各インバータ 6a、6b、6c、6d のスイッチング素子 5a、5b、5c、5d に供給される。そして、この実施例においては、基準信号発生回路 21 からの出力信号  $S_1$  の周波数を 400 kHz にすることで、アンドゲート 23a、23b からの出力信号  $S_4$ 、 $S_5$  を 200 kHz にして 100 kHz の各駆動信号  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$ 、 $D_4$  を各スイッチング素子 5a、5b、5c、5d に供給することが可能となり、前記実施例と同様な作用、効果を有する。

尚、本発明は上記実施例に限定されるものではなく、本発明の要旨の範囲内で種々の変形実施が可能である。例えばインバータを n 個並列接続させる場合には、各駆動信号の

位相差を  $360^\circ / n$  とし、基準信号発生回路からの出力信号周波数を各駆動信号のスイッチング周波数の n 倍になるように発振回路を構成すればよい。また各スイッチング素子は MOS 型 FET の代りにトランジスタを用いてもよい。

#### [ 発明の効果 ]

本発明はトランスの一次巻線にスイッチング素子が直列接続された n 個のインバータを並列接続し、前記スイッチング素子に発振回路からの駆動信号を供給して前記各トランスの二次巻線に誘起された電圧を整流回路及び平滑コンデンサにより整流平滑して出力端子間に安定した直流電圧を出力するスイッチング電源装置において、前記発振回路は一定周期のパルスを出力する基準信号発生回路にフリップフロップ及びゲート回路を接続し、前記基準信号発生回路からパルスが出力される毎に前記駆動信号を前記各スイッチング素子に  $360^\circ / n$  の位相差を有して供給すること

により、各インバータの出力から発生するリップル電流を低減させ、出力側の平滑コンデンサの容量を小さくすることができるスイッチング電源装置を提供できる。

#### 4. 図面の簡単な説明

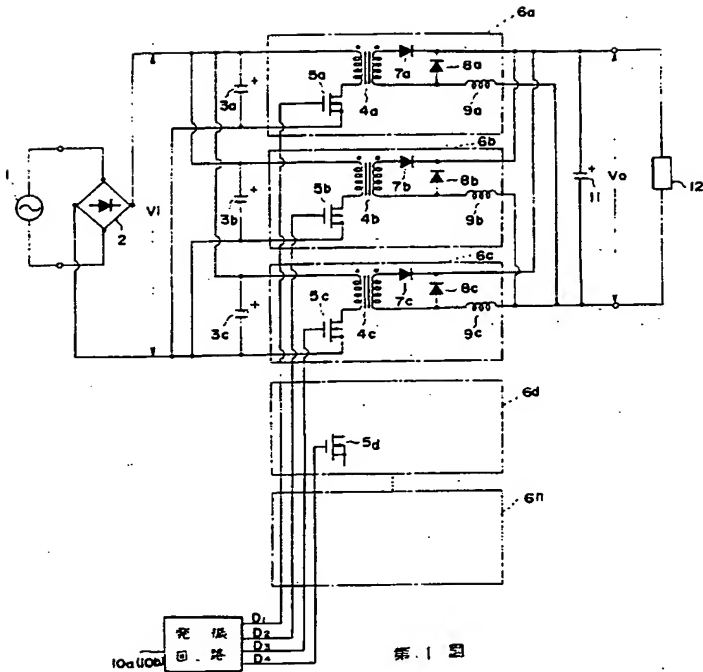
第 1 図は本発明におけるスイッチング電源装置の回路構成図、第 2 図は発振回路の回路構成図、第 3 図は発振回路の動作を示すタイムチャート、第 4 図及び第 5 図は本発明の他の実施例を示し、第 4 図は発振回路の回路構成図、第 5 図は発振回路の動作を示すタイムチャート、第 6 図は従来例を示すスイッチング電源の回路構成図である。

4a、4b、4c…トランス  
5a、5b、5c、5d…スイッチング素子  
6a、6b、6c、6d…インバータ  
7a、7b、7c…整流ダイオード（整流回路）

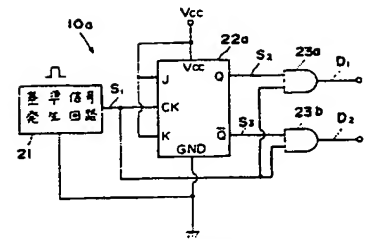
10a、10b…発振回路  
11…平滑コンデンサ  
21…基準信号発生回路  
22a、22b、22c…フリップフロップ  
23a、23b、23c、23d、23e、23f…アンドゲート（ゲート回路）

特 許 出 願 人 ネミック・ラムダ株式会社

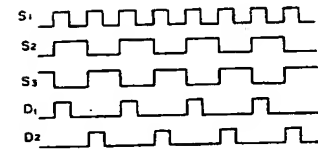
代理人 弁理士 牛 木 護



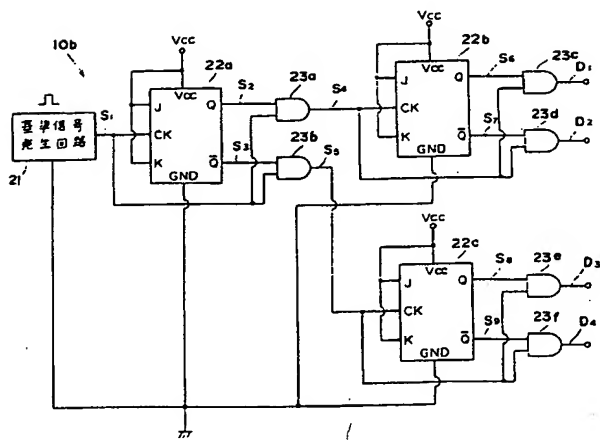
第 1 図



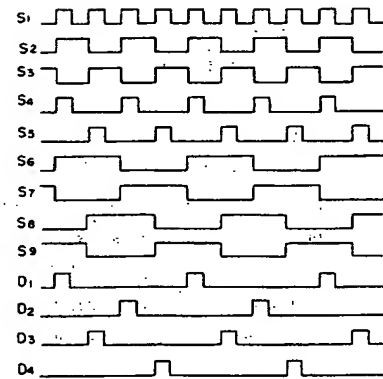
第 2 図



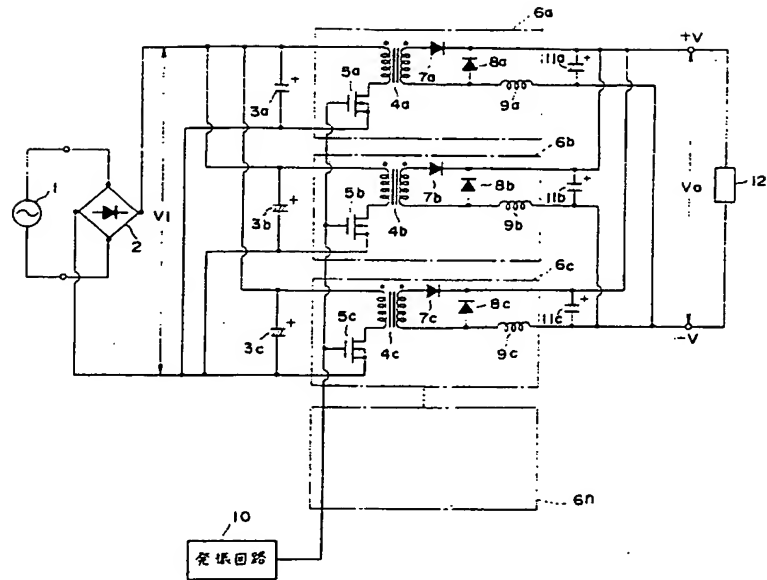
第 3 図



第 4 図



第 5 図



第 6 図